

Nederlandse organisatie
voor toegepast
natuurwetenschappelijk
onderzoek

FEL

Fysisch
Laborat

15

D

DTIC FILE COPY

AD-A217 932

DISTRIBUTION STATEMENT A
Approved for public release;
Distribution Unlimited

DTIC
ELECTE
FEB 12 1990
S *ca* **E** **D**

90 02 00 097

Nederlandse organisatie
voor toegepast
natuurwetenschappelijk
onderzoek



Fysisch en Elektronisch
Laboratorium

Postbus 96864
2509 JG 's-Gravenhage
Oude Waalsdorperweg 63
's-Gravenhage

Telefoon 070 - 26 42 21

TNO-rapport

rapport no.
FEL-89-B265

exemplaar no. 9

titel

Ontwerp en realisatie van een twee
traps C-band lage-ruis versterker

Niets uit deze uitgave mag worden
vermenigvuldigd en/of openbaar gemaakt
door middel van druk, fotokopie, microfilm
of op welke andere wijze dan ook, zonder
voorafgaande toestemming van TNO.
Het ter inzage geven van het TNO-rapport
aan direct belanghebbenden is toegestaan.

auteur(s):

Ing. T.C.B. Tieman

Indien dit rapport in opdracht werd
uitgebracht, wordt voor de rechten en
verplichtingen van opdrachtgever en
opdrachtnemer verwezen naar de
'Algemene Voorwaarden voor Onderzoeks-
opdrachten TNO', dan wel de betreffende
terzake tussen partijen gesloten
overeenkomst.

TNO

rubricering

titel : ongerubriceerd

samenvatting : ongerubriceerd

rapport : ongerubriceerd

oplage : 20

aantal bladzijden : 26

aantal bijlagen : 4

datum : oktober 1989

DISTRIBUTION STATEMENT A
Approved for public release;
Distribution Unlimited



DTIC
ELECTE
FEB 12 1990
S E D

rapport no. : FEL-89-B265
titel : Ontwerp en realisatie van een twee traps C-band
lage-ruis versterker

auteur(s) : Ing. T.C.B. Tieman
instituut : Fysisch en Elektronisch Laboratorium TNO

datum : oktober 1989
hdo-opdr.no. :
no. in iwp '89 : 710.2

SAMENVATTING

Een beschrijving wordt gegeven van het ontwerp en de meetresultaten van een 2-traps lage ruisversterker ontworpen voor het frequentiegebied van 5.0-5.6 GHz. De versterking over deze frequentieband bedraagt minimaal 19dB bij een ruisgetal kleiner dan 1.4dB.

Het circuit van de versterker is opgebouwd uit microstrip elementen geetst op 0.787 mm. dik 5870 DUROID. Dit is een polytetrafluorethyleen substraat met een relatieve diëlektrische konstante van 2.33 . De afmetingen van de versterker zijn 40X50 mm.

Copy
INSPECTED
11/11

Accession For	
NTIS GRA&I	<input checked="" type="checkbox"/>
DTIC TAB	<input type="checkbox"/>
Unannounced	<input type="checkbox"/>
Justification	
By	
Distribution/	
Availability Codes	
Dist	Avail and/or Special
A-1	

report no. : FEL-89-Bxxx
title : Design and realisation of a two stage C-band low noise
amplifier

author(s) : Ing. T.C.B. Tieman
institute : TNO Physics and Electronics Laboratory

date : October 1989
NDRO no. :
no. in pow '89: 710.2

ABSTRACT

A description is given for the design and measuring results of a two stage low noise amplifier designed for the frequencyband of 5.0-5.6 GHz. The amplification over this frequencyband amounts at least 19dB with a noise figure lower than 1.4 dB.

The circuit of the amplifier consists of microstrip elements etched on 0.787 mm. thick 5870 DUROID. This is a polytetrafluorethylene substrate with a relative dielectric constant of 2.33. The dimensions of the amplifier are 40x50mm.

SAMENVATTING	1
ABSTRACT	2
INHOUDSOPGAVE	3
1 INLEIDING	5
2 HET ONTWERP	6
2.1 De ontwerp eisen	6
2.2 De in- en uitgangsstructuur	6
2.3 De blokschematische opbouw	6
2.4 Computer aided design	7
2.4.1 De ontwerp fase	7
2.4.2 De optimalisatie van het circuit	11
2.5 De ontwerp resultaten	11
3 DE GELIJKSTROOM VOEDING	14
3.1 Het laagdoorlaat filter	14
3.2 De zelfregelende voeding	15
4 DE MEETRESULTATEN	16
5 VERKLARING VAN AFWIJKINGEN	20
6 CONCLUSIES	25
7 REFERENTIES	26

BIJLAGE A: SCATTERING PARAMETERS

BIJLAGE B: DE TOUCHSTONE CIRCUIT FILE

BIJLAGE C: ATF10135 S-PARAMETERS AND PACKAGE INFORMATION

BIJLAGE D: DE RUISMEETOPSTELLING

1 INLEIDING

In dit rapport zijn het ontwerp en de meetresultaten van een 2-traps lage ruis versterker, werkend in de frequentieband van 5.0-5.6 GHz, beschreven. Deze versterker is ontworpen voor toepassing in solid-state phased array radars. Het doel van dit onderzoek was om na te gaan of het mogelijk is om met betrekkelijk goedkope GaAs FET's van AVANTEK, een kwalitatief goede lage ruis versterker te realiseren. Bij het ontwerpen is gebruik gemaakt van het C.A.D. (Computer Aided Design) programma TOUCHSTONE [3].

2 HET ONTWERP

2.1 De ontwerp eisen

De ontwerp eisen waren een twee-traps versterker met een center-frequentie van 5.3 GHz en een bandbreedte van minimaal 10% . De return loss aan de in- en uitgang van de versterker moet beter zijn dan 10 dB. De versterking moet ca 20 dB zijn bij een ruisgetal kleiner dan 1.5 dB. Wegens het ontbreken van ruisparameters bij verschillende frequenties was het alleen mogelijk op basis van schatting een eis te stellen aan het ruisgetal.

2.2 De in- en uitgangsstructuur

De in- en uitgangsnetwerken, voor het aanpassen van de FET naar een 50 Ohm structuur, bestaan uit microstrip elementen. Gekozen is voor microstrip omdat er binnen onze groep nog geen ervaring bestaat op het gebied van lumped elements. Bovendien hoeven er bij microstrip weinig extra elementen aangebracht te worden bij montage, dit in tegenstelling tot lumped elements waarbij het circuit opgebouwd is uit capaciteiten, weerstanden en inducties.

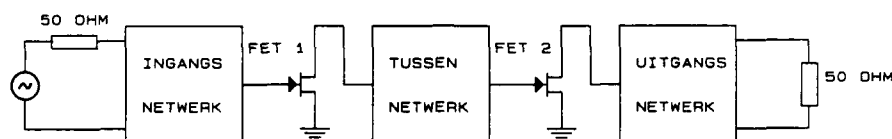
Microstrip heeft het voordeel dat de schakelingen op een snelle en eenvoudige manier te realiseren zijn. Een voordeel van lumped elements t.o.v. microstrip is dat een veel grotere bandbreedte behaald kan worden. Dit is echter voor dit ontwerp niet van belang.

2.3 De blokschematische opbouw

In figuur 2.1 is het blokschema van de versterker getekend. Gezocht zal moeten worden naar een ingangsnetwerk die de complexe ingangsimpedantie van de FET transformeert naar 50 Ohm, evenzo voor het uitgangsnetwerk die de uitgangsimpedantie van de tweede FET transformeert naar 50 Ohm. Het tussennetwerk transformeert de uitgangsimpedantie van de eerste FET naar de ingangsimpedantie van de tweede FET.

Deze netwerken zullen zodanig ontworpen dienen te worden dat een stabiele versterker ontstaat met een zo hoog mogelijke versterking, een zo laag mogelijk ruisgetal en een goede in- en uitgangsstaaude golfverhouding. Tussen deze eisen zal vrijwel altijd een compromis gevonden moeten worden. Zo zal een ingangsnetwerk ontworpen voor een minimaal ruisgetal niet altijd een maximale versterking opleveren en andersom.

Bij dit ontwerp is, door gebrek aan ruisparameters, alleen rekening gehouden met een zo goed mogelijke versterking en in- en uitgangsstaaude golfverhouding.



Figuur 2.1 Het blokschema van de twee traps-versterker.

2.4 Computer aided design

2.4.1 De ontwerp fase

Voor het ontwerpen van de versterker is gebruik gemaakt van het analyse programma TOUCHSTONE [3]. Met dit programma is het mogelijk een file aan te maken waarin de Scattering-parameters van de transistor (ATF10135) zijn op te slaan. Deze file kan dan in TOUCHSTONE opgenomen worden als tweepoort en waaromheen de diverse aanpassingsnetwerken kunnen worden opgebouwd. Bij het ontwerp is geen gebruik gemaakt van gemeten S-parameters maar van de S-parameters die door de fabrikant (AVANTEK) worden verstrekt.

Als eerste wordt de FET op stabiliteit gecontroleerd in de frequentieband waarin hij gebruikt gaat worden. Hieruit blijkt dat de ATF10135 onvoorwaardelijk stabiel is.

Dit is wanneer [1][2] :

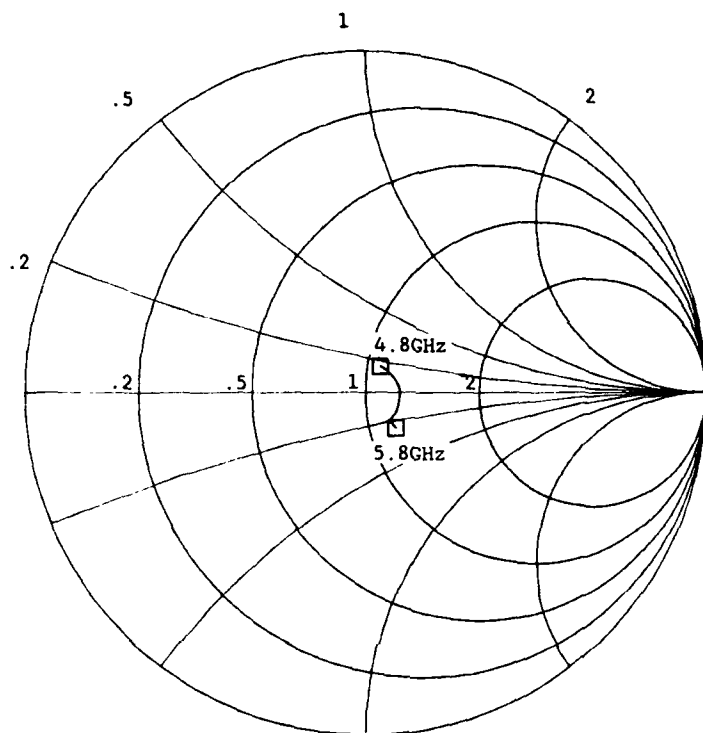
$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

$$\text{en} \quad |\delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

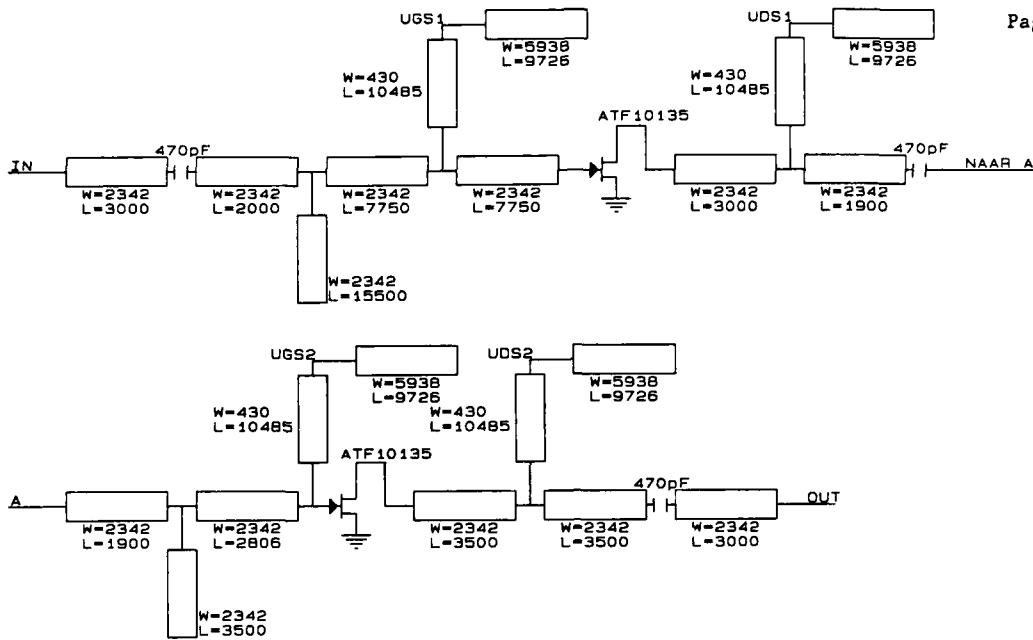
Voor een beschrijving van de S-parameters ($S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$) en de hierna te gebruiken Γ_{sm} en Γ_{lm} wordt verwezen naar appendix A.

Als de transistor stabiel is, is het mogelijk de in- en uitgang van de FET simultaan aan te passen. Deze matched source en matched load reflectie coëfficiënten Γ_{sm} en Γ_{lm} zijn in TOUCHSTONE direkt te berekenen door middel van een speciaal beschikbare instructie. De in-, uit- en tussen netwerken worden daarna geoptimaliseerd naar deze berekende Γ_{sm} en Γ_{lm} .

Voor deze versterker is alleen een ingangsnetwerk en een tussen-netwerk ontworpen daar de S_{22} van de ATF10135 rond de 5 GHz in de buurt ligt van de 50 Ohm (zie de Smith chart in figuur 2.2). Van het zo ontstane circuit is het schema en de layout in figuur 2.3 weergegeven. In appendix B is de TOUCHSTONE circuit file weergegeven.

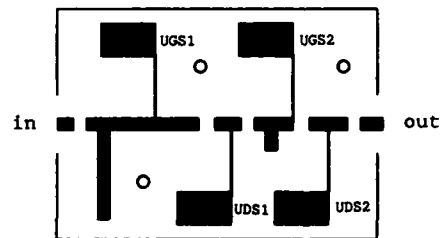


Figuur 2.2 De S_{22} van de ATF10135 van 4.8 - 5.8 GHz.



Schema

w=breedte microstrip in μm , l=langte strip in μm
 UGS1,UGS2=gate source spanning fet 1 en 2
 UDS1,UDS2=drain source spanning fet 1 en 2



Layout

Figuur 2.3 Het schema en de layout (op werkelijke grootte) van de twee traps ATF10135 versterker.

2.4.2 De optimalisatie van het circuit

Het circuit is geoptimaliseerd om zo goed mogelijk te voldoen aan de ontwerp eisen. Voor de optimalisatie is gebruik gemaakt van de random en

gradient methoden die in TOUCHSTONE voorhanden zijn. Beide optimalisatie routines maken voor het berekenen van de fouten functie gebruik van de kleinste kwadraten methode. Het verschil tussen beide optimalisatie methoden is dat de random methode gebruik maakt van een willekeurig getal binnen een bepaald gebied en zo uiteindelijk een globaal minimum vindt in de fouten functie. De gradient methode echter evalueert de gradient van de fouten functie en vindt zodoende de richting waarin de diverse parameters gestuurd moeten worden om een minimum te krijgen in de fouten functie.

In het algemeen wordt de random methode gebruikt wanneer er bij aanvang een grote waarde uit de fouten functie komt. De random methode brengt dan het circuit in de buurt van een minimum in de fouten functie waarna met de gradient methode het minimum wordt opgezocht. Het is mogelijk om bij beide methoden een weegfaktor op te geven zodat de nadruk bij optimalisatie meer op de ene dan op de andere parameter wordt gelegd. Bij optimalisatie van de versterker is geen gebruik gemaakt van weegfactoren. Geoptimaliseerd is naar een S_{21} groter dan 20 dB en een S_{11} , S_{22} kleiner dan -10 dB.

2.5 De ontwerp resultaten

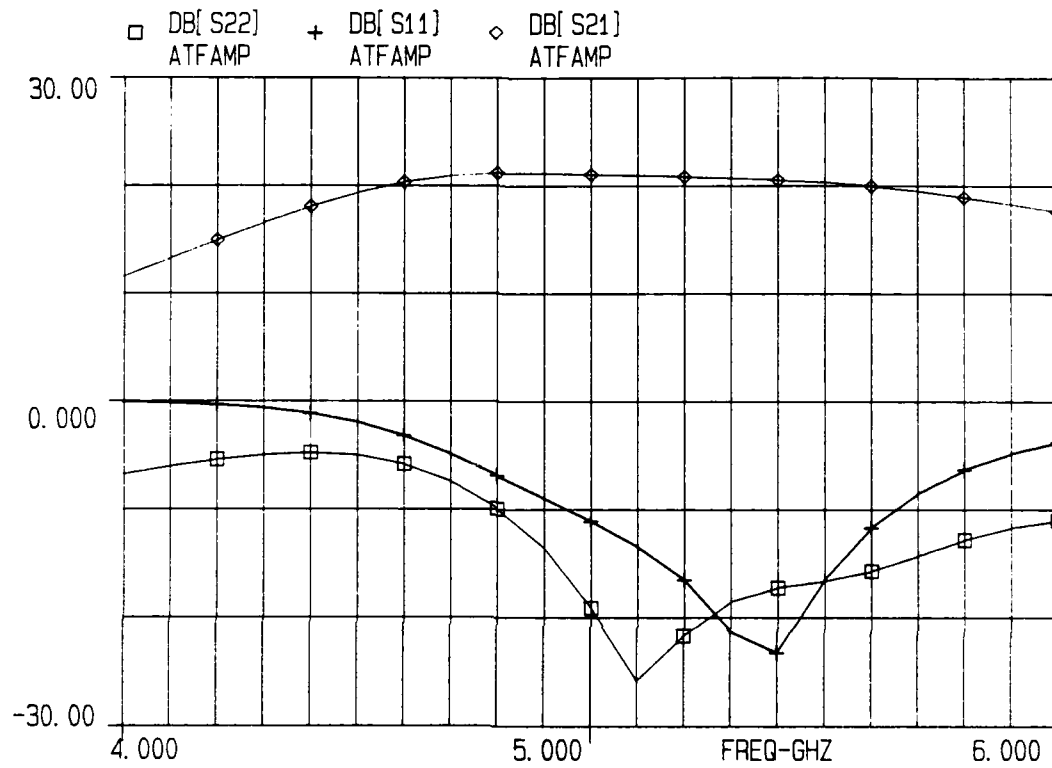
In figuur 2.5 zijn de berekende Scattering parameters te zien van de volledige versterker. Voor 5.3 GHz is de S_{21} ruim 20 dB en de S_{11} en S_{22} ruim beneden de -10 dB (Dit over een bandbreedte van ca 700 MHz bij 5.3 GHz). De stabiliteitsfaktor k van de gehele versterker is weergegeven in tabel 2.4.

Hieruit blijkt dat in de frequentieband waarin de versterker gebruikt gaat worden de versterker altijd stabiel is.

Freq-GHz	k
5.00	1.274
5.05	1.276
5.10	1.277
5.15	1.277
5.20	1.276
5.25	1.273
5.30	1.270
5.35	1.266
5.40	1.261
5.45	1.254
5.50	1.247
5.55	1.239
5.60	1.229

Tabel 2.4 De k-faktor van de gehele versterker.

EEsof - Touchstone - Thu Dec 10 16:24:15 1987 - ETF10135

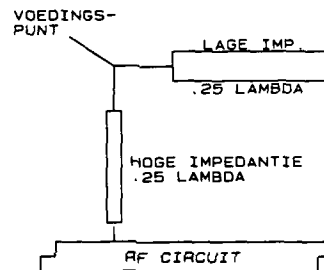


Figuur 2.5 De berekende Scattering parameters

3 DE GELIJKSTROOM VOEDING

3.1 Het laagdoorlaat filter

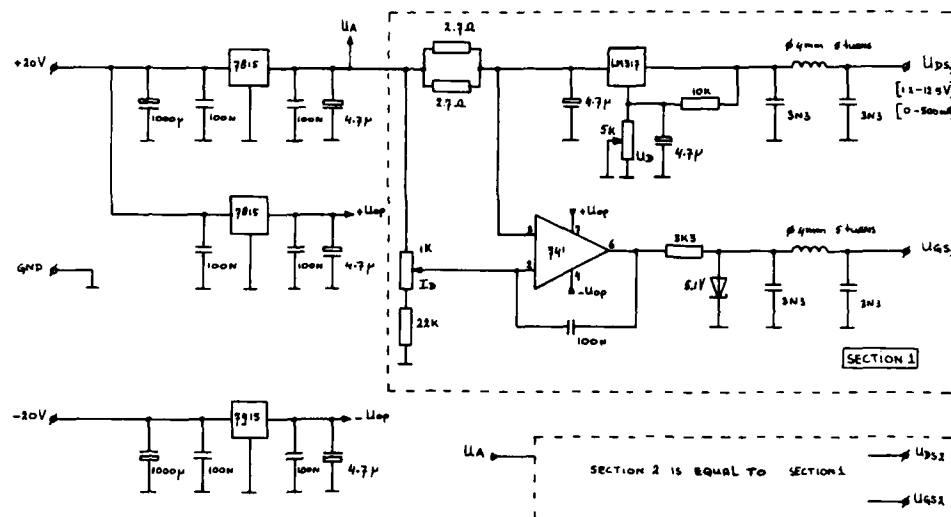
Voor de voeding wordt gebruik gemaakt van laagdoorlaat filters die elk bestaan uit een hoge impedantie transmissielijn (120Ω) en een lage impedantie transmissielijn (20Ω) van elk een kwartgolflengte lang (zie figuur 3.1).



Figuur 3.1 Het laagdoorlaat filter voor de voeding van de FET

3.2 De zelfregelende voeding

Er is gebruik gemaakt van een zelfregelende voeding. Dit houdt in dat de drainstroom en de drainspanning worden ingesteld op een konstante waarde terwijl de voedingsschakeling zelf de gate sturing regelt. Een beknopt schema van deze voeding is weergegeven in figuur 3.2.



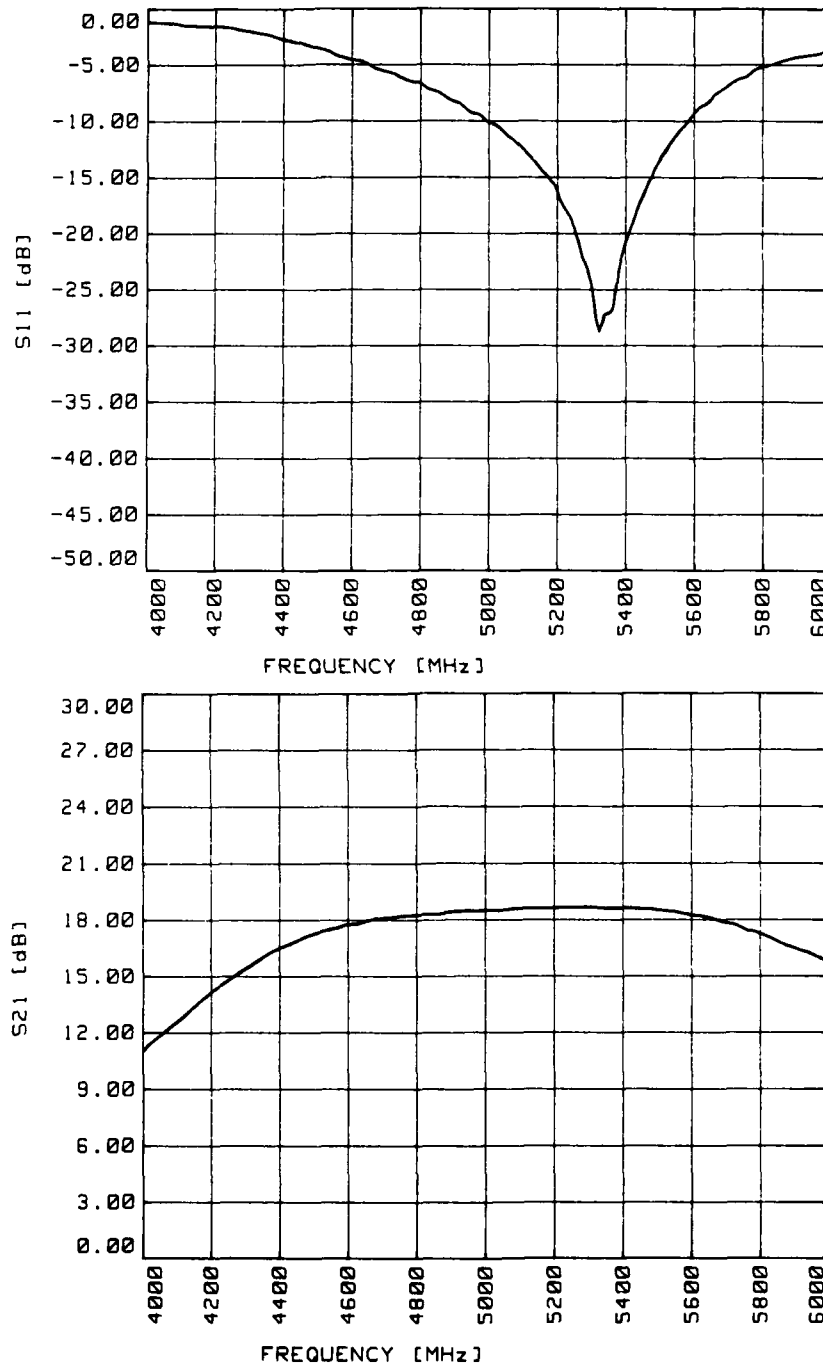
Figuur 3.2 De zelfregelende voeding voor microgolf FET's.

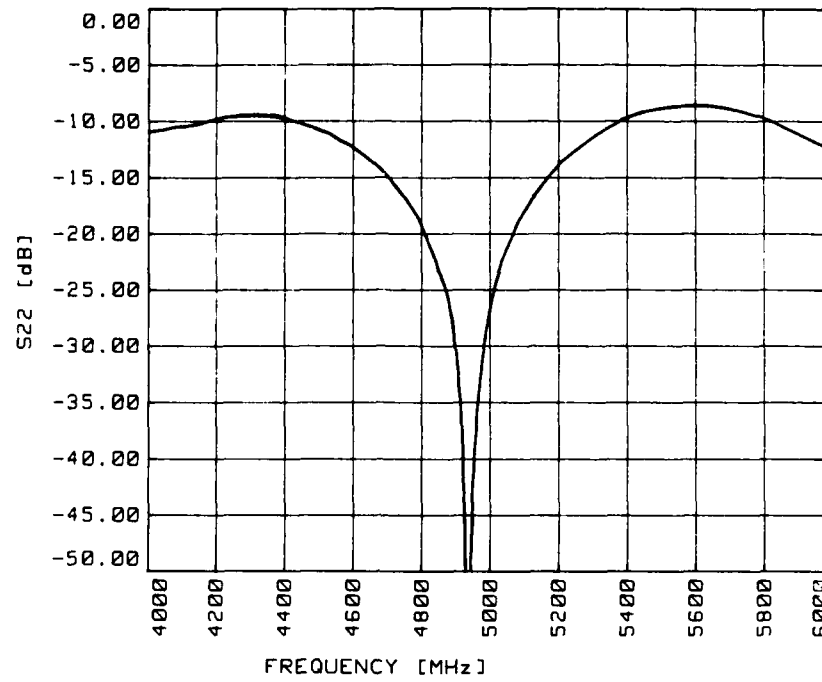
4 DE MEETRESULTATEN

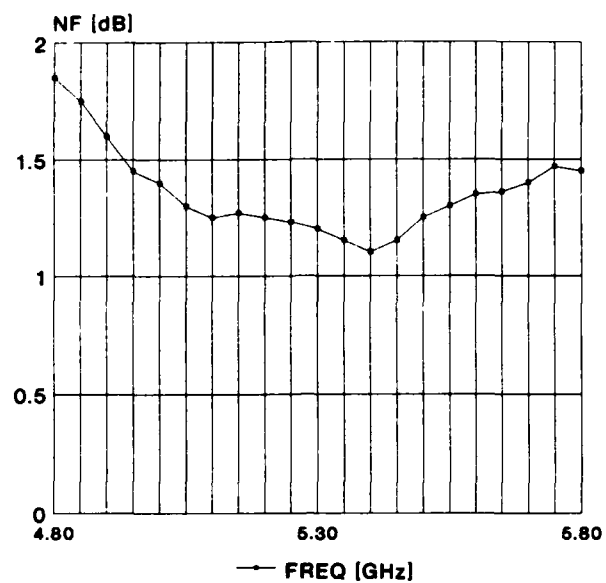
De S-parameters van de versterker zijn gemeten op een HP8510A network analyzer systeem. In de figuren 4.1 en 4.2 zijn de gemeten S-parameters weergegeven als functie van de frequentie. Te zien is dat de S_{21} circa 2 dB lager is uitgekomen dan verwacht. Dit lager uitkomen is ondermeer een gevolg van het verwaarlozen van het verlies dat optreedt in de overgangen van microstrip naar coax, het verlies in de microstrip zelf en de verliezen in de ontkoppelkondensatoren.

De S_{11} komt vrij redelijk overeen met de berekende S_{11} (figuur 2.5) uit TOUCHSTONE. De S_{22} daarentegen ligt te laag in frequentie (zo'n 200 MHz). De verklaring van deze afwijking zal in hoofdstuk 5.0 behandeld worden.

Het ruisgetal is gemeten met een HP8790A ruismeter, hiervan is de meetopstelling weergegeven in appendix D. Te zien is, figuur 4.3, dat het ruisgetal voor de frequentieband van interesse voldoet aan de gestelde eisen. Opgemerkt dient te worden dat bij het ontwerpen van deze versterker geen rekening gehouden kon worden met het ruisgetal omdat alleen voor de frequentie van 4 GHz ruisparameters beschikbaar waren.

Figuur 4.1 De gemeten S_{11} en S_{21} van de versterker.

Figuur 4.2 De gemeten S_{22} van de versterker.



Figuur 4.3 Het gemeten ruisgetal van de C-band twee traps-versterker.

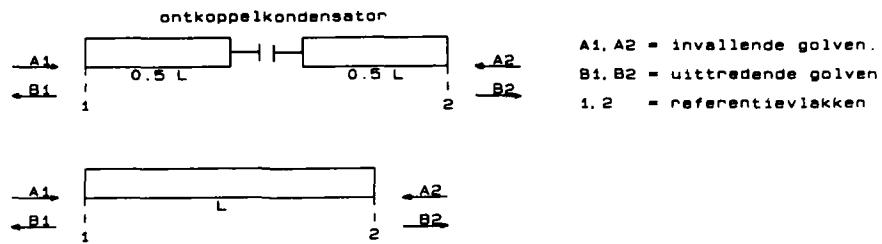
5 VERKLARING VAN AFWIJKINGEN

Nadat de versterker gebouwd was bleek dat er afwijkingen waren in de S_{21} en S_{22} ten opzichte van de berekende waarden. Een verklaring van deze afwijkingen kon gezocht worden in het feit dat er geen rekening was gehouden met de extra "weglengte" die de ontkoppelkondensator, gepositioneerd tussen de beide FET's, veroorzaakt. Metingen aan een microstriplijn zonder condensator en met condensator, volgens figuur 5.1, bracht aan het licht dat in een 50Ω structuur bij de normale fysische lengte van de condensator een extra weglengte van ca 700 μm moest worden toegevoegd.

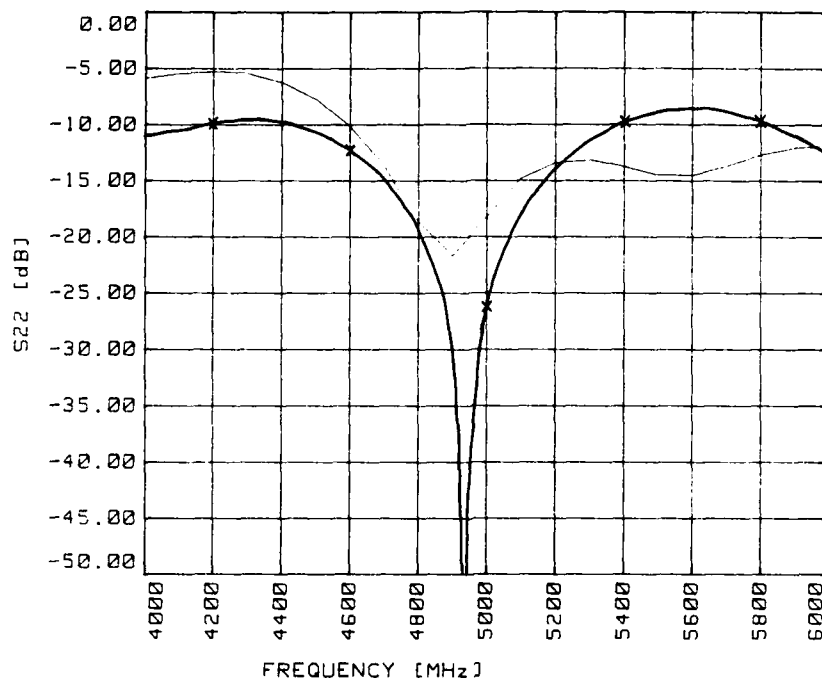
Als deze toevoeging opgenomen wordt in de Touchstone circuitfile dan is te zien dat de S_{22} verschuift in de richting van de gemeten waarden (figuur 5.2). In de figuren 5.3 en 5.4 zijn de berekende (met extra weglengte van de condensator) en de gemeten waarden van de S_{21} en S_{11} weergegeven.

Zoals al aangegeven in hoofdstuk 4.0 kan het ca 2 dB lager uitkomen van de S_{21} verklaart worden doordat de verliezen die ontstaan in de overgang van microstrip naar coax, de ontkoppelkondensatoren en in de microstrip zelf verwaarloosd zijn. Tevens is het mogelijk dat er verschillen zijn in de magnitude van de S_{21} van de diverse ATF10135's.

Aangezien het nog niet mogelijk is op het FEL FET's in micro-X package te meten met behulp van de HP8510, kan deze spreiding niet worden aangetoond. Echter metingen aan andere typen FET's toonden soortgelijke spreiding in magnitude ook aan.

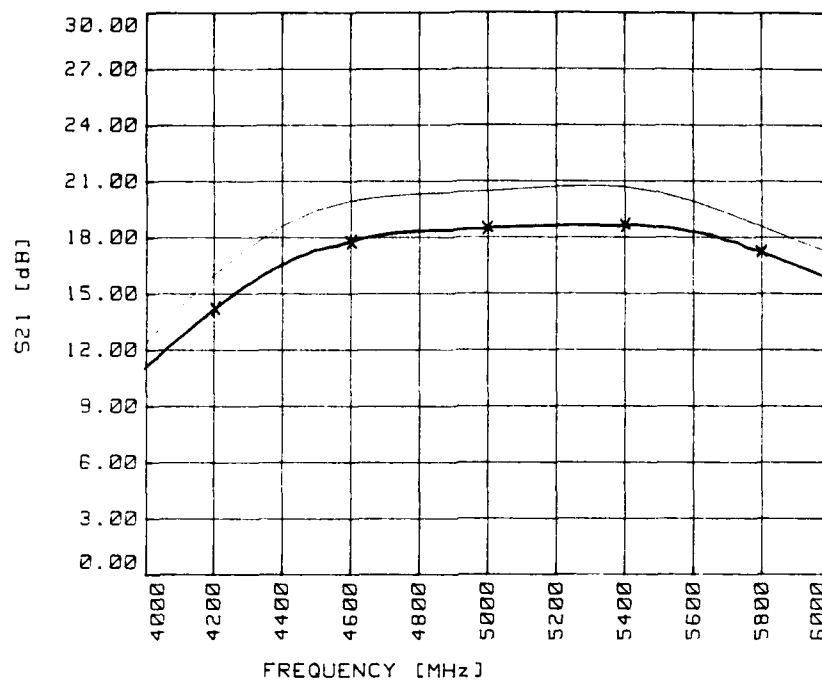


Figuur 5.1 Schematische weergave van de meting aan een microstrip-lijn met en zonder condensator.



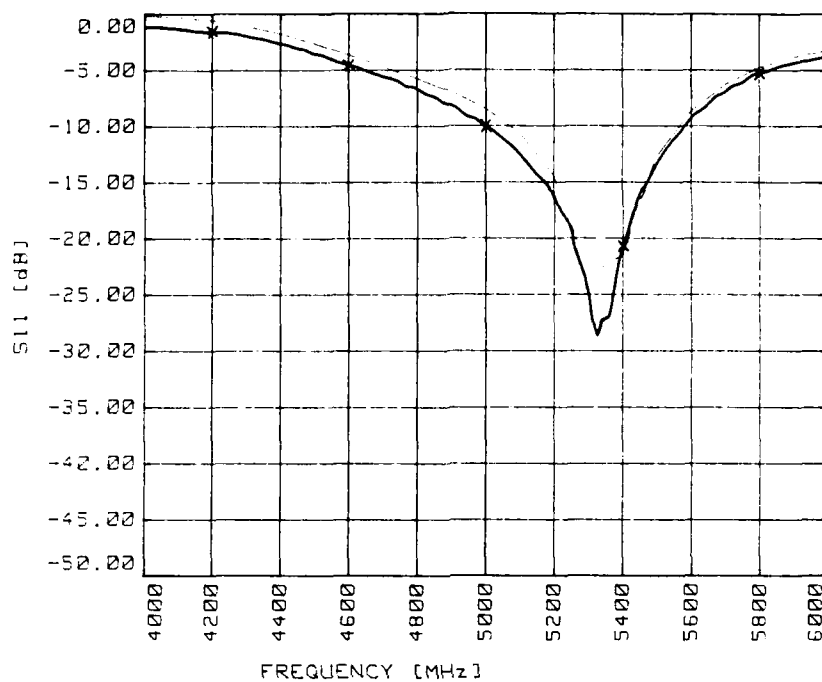
Figuur 5.2 De berekende S_{22} met condensator correctie.

X - De gemeten S_{22}
- - De berekende S_{22}



Figuur 5.3 De berekende S_{21} met condensator correctie.

X - De gemeten S_{21}
- - De berekende S_{21}

Figuur 5.4 De berekende S_{11} met condensator correctie

X - De gemeten S_{11}
- - De berekende S_{11}

6 CONCLUSIES

Gebleken is dat in betrekkelijk korte tijd een versterker te ontwerpen is op C-band met behulp van de ATF10135. Daar er geen direkte noodzaak was om deze versterker toe te passen is er geen tweede versie gemaakt waarbij rekening gehouden zou zijn met de extra "weglengte" die de koppelkondensator veroorzaakt. Echter gezien de resultaten van de eerste ontwerpcyclus zijn hier geen moeilijkheden te verwachten.

Een voordeel van deze versterker is dat de kosten van de ATF10135 erg laag zijn (ca f 35,- p.st. , juli 1987). Hierdoor is deze versterker uitermate geschikt voor toepassing in solid-state phased array radars. Een mogelijke toepassing is bijvoorbeeld de in ontwikkeling zijnde synthetic aperture radar (SAR).



Ir. G.A. van der Spek (Groepsleider)



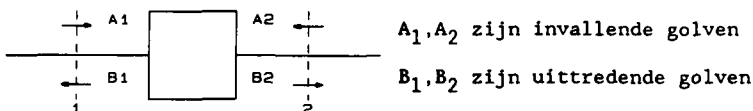
Ing. T.C.B. Tieman (Auteur)

7 REFERENTIES

1. Ha, T.T. , "Solid-state microwave amplifier design",
 John Wiley & sons, 1981.
2. University of Leeds, "Microwave subsystem design",
 Short course on microwave subsystem design, course notes 1987.
3. EEsof, TOUCHSTONE a microwave computer aided design program,
 version 1.60 .

SCATTERING PARAMETERS

Tweepoort :



De tweepoort wordt gekarakteriseerd door het vastleggen van de relaties
A₁, B₁ in referentievlak 1 en A₂, B₂ in referentievlak 2.

Er geldt :

$$B_1 = S_{11}A_1 + S_{12}A_2$$

of in
matrix
vorm

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}$$

$$B_2 = S_{21}A_1 + S_{22}A_2$$

Ook kan geschreven worden:

$$S_{11} = \left. \frac{B_1}{A_1} \right|_{A_2=0}$$

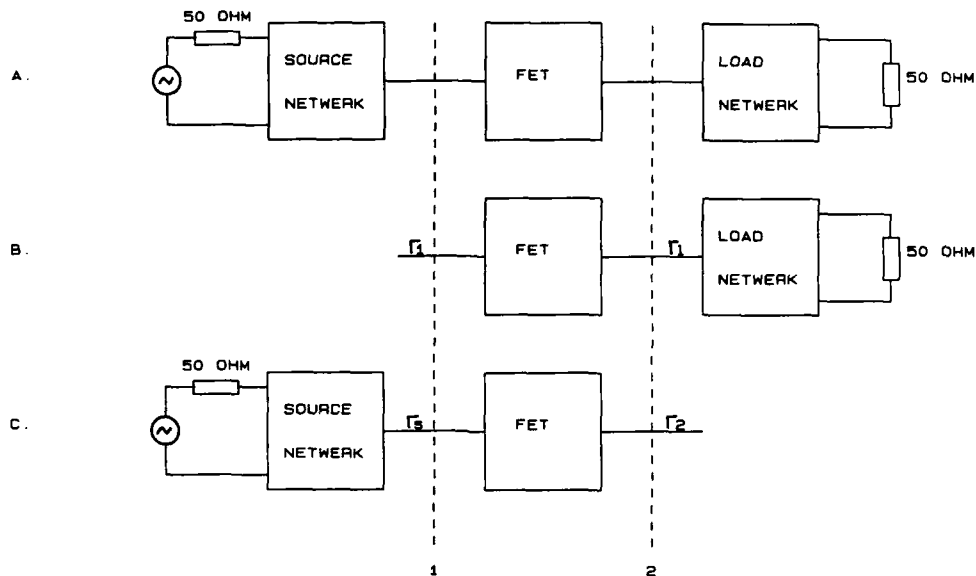
$$S_{12} = \left. \frac{B_1}{A_2} \right|_{A_1=0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{B_2}{A_1} \right|_{A_2=0}$$

$$S_{22} = \left. \frac{B_2}{A_2} \right|_{A_1=0}$$

De matched source en matched load reflektie coëfficiënten Γ_{sm} en Γ_{lm} .

Als voorbeeld wordt hier het aanpassen van een enkele transistor beschreven. Het circuit bestaat uit een source netwerk, de transistor en een load netwerk.



Wanneer het circuit aan de hand van de figuren b en c wordt opgedeeld zal de reflectie-coëfficiënt Γ_L transformeren in de reflectie-coëfficiënt Γ_1 . Evenzo transformeert de reflectie-coëfficiënt Γ_s in de reflectie-coëfficiënt Γ_2 .

Maximale vermogensoverdracht treedt op wanneer:

$$\Gamma_s = \Gamma_1^* \quad \text{en} \quad \Gamma_L = \Gamma_2^*$$

Hieruit kan worden afgeleid dat :

$$\Gamma_{sm} = C_1^* [B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}] / (2|C_1|^2)$$

$$\Gamma_{lm} = C_2^* [B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2}] / (2|C_2|^2)$$

met $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\delta|^2$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \delta S_{11}^*$$

DE TOUCHSTONE CIRCUIT FILE.

DIM

LNG UM
FREQ GHZ

CKT

MSUB ER=2.33 H=787.4 T=0 RHO=0 RGH=0

MLIN	1 2	W=2342	L=3000	
CAP	2 3	C=470		
MLIN	3 4	W=2342	L=2000	
MTEE	4 5 6	W1=2342	W2=2342	W3=2342
MLOC	6	W=2342	L=15500	
MLIN	5 7	W=2342	L=7750	
MLIN	7 8	W=2342	L=7750	
MLIN	7 9	W=430	L=10485	
MLOC	9	W=5938	L=9726	
DEF2P	1 8	AIN		

S2PA	1 2 0	ATF10135
DEF2P	1 2	A2P

MLIN	1 2	W=2342	L=3000	
MLIN	2 9	W=430	L=10485	
MLOC	9	W=5938	L=9726	
MLIN	2 3	W=2342	L=1900	
CAP	3 4	C=470		
MLIN	4 5	W=2342	L=1900	
MTEE	5 6 7	W1=2342	W2=2342	W3=2342
MLOC	7	W=2342	L=3500	
MLIN	6 8	W=2342	L=2806	
MLIN	8 10	W=430	L=10485	
MLOC	10	W=5938	L=9726	
DEF2P	1 8	BIN		

S2PB	1 2 0	ATF10135
DEF2P	1 2	B2P

MLIN	1 2	W=2342	L=3500
MLIN	2 6	W=430	L=10485
MLOC	6	W=5938	L=9726
MLIN	2 3	W=2342	L=3500
CAP	3 4	C=470	
MLIN	4 5	W=2342	L=3000
DEF2P	1 5	BOUT	

AIN	1 2	
A2P	2 3	
BIN	3 5	
B2P	5 6	
BOUT	6 7	
DEF2P	1 7	ATFAMP

OUT

ATFAMP	DB[S22]	GR1
ATFAMP	DB[S11]	GR1
ATFAMP	DB[S21]	GR1

FREQ

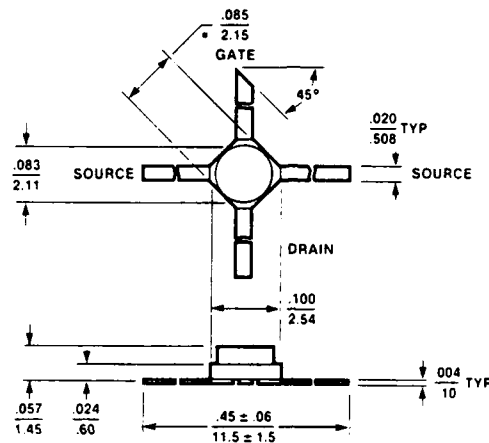
SWEEP 4 6 .1

GRID

RANGE	4 6 .1
GR1	-30 30 10
GR2	-20 30 10

ATF10135 S-PARAMETERS AND PACKAGE INFORMATION.

Avantek micro-X FET Package



NOTES (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

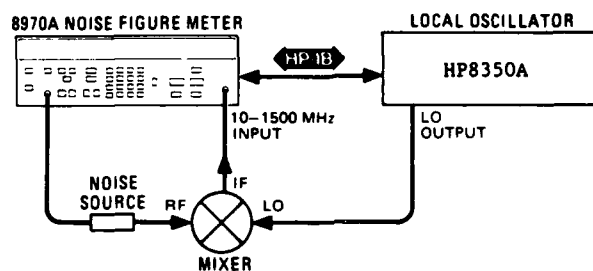
1. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{IN}}{\text{MM}}$
2. TOLERANCES $\frac{\text{XXX}}{\text{XX}} = \frac{010}{.25}$

Typical Scattering Parameters, Common Emitter

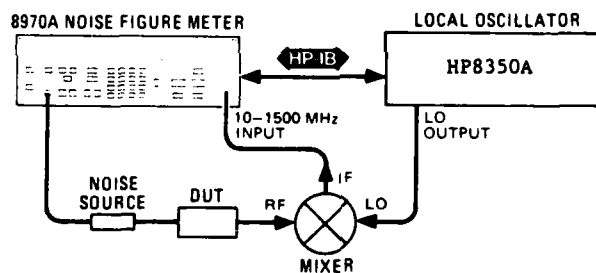
 $V_{DS} = 2V, I_{DS} = 20 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang
2.0	0.76	-70	4.90	110	0.09	56	0.30	-50
3.0	0.63	-92	4.12	86	0.12	45	0.30	-50
4.0	0.52	-123	3.64	61	0.16	32	0.25	-53
5.0	0.41	-168	3.19	35	0.19	14	0.11	-49
6.0	0.44	140	2.74	9	0.21	-3	0.08	86
7.0	0.55	103	2.31	-13	0.22	-18	0.24	83
8.0	0.66	78	1.90	-31	0.22	-31	0.35	69
9.0	0.76	59	1.53	-49	0.20	-44	0.46	52
10.0	0.79	42	1.23	-65	0.20	-50	0.53	36
11.0	0.82	35	1.06	-79	0.18	-65	0.60	30
12.0	0.82	28	0.99	-91	0.18	-72	0.62	22

DE RUISMEETOPSTELLING.



Calibratie



Meting

Gebruikte apparatuur : Plug-in HP83540A , 2.0-8.4 GHz

Double balanced mixer RHG DM1-18A

Noise source HP346A , 10 MHz - 18 GHz , APC7

REPORT DOCUMENTATION PAGE

(MOD-NL)

1. DEFENSE REPORT NUMBER (MOD-NL) TD89-3576	2. RECIPIENT'S ACCESSION NUMBER	3. PERFORMING ORGANIZATION REPORT NUMBER FEL-89-B265			
4. PROJECT/TASK/WORK UNIT NO. 710.2	5. CONTRACT NUMBER	6. REPORT DATE OCTOBER 1989			
7. NUMBER OF PAGES 26	8. NUMBER OF REFERENCES 3	9. TYPE OF REPORT AND DATES COVERED FINAL REPORT			
10. TITLE AND SUBTITLE ONTWERP EN REALISATIE VAN EEN TWEE TRAPS C-BAND LAGE-RUIS VERSTERKER (DESIGN AND REALISATION OF A TWO STAGE C-BAND LOW NOISE AMPLIFIER)					
11. AUTHOR(S) ING. T.C.B. TIEMAN					
12. PERFORMING ORGANIZATION NAME(S) AND ADDRESS(ES) TNO PHYSICS AND ELECTRONICS LABORATORY, P.O. BOX 96864, 2509 JG THE HAGUE, THE NETHERLANDS					
13. SPONSORING/MONITORING AGENCY NAME(S)					
14. SUPPLEMENTARY NOTES					
15. ABSTRACT (MAXIMUM 200 WORDS, 1044 POSITIONS) A DESCRIPTION IS GIVEN FOR THE DESIGN AND MEASURING RESULTS OF A TWO STAGE LOW NOISE AMPLIFIER DESIGNED FOR THE FREQUENCYBAND OF 5.0-5.6 GHz. THE AMPLIFICATION OVER THIS FREQUENCYBAND AMOUNTS AT LEAST 19DB WITH A NOISE FIGURE LOWER THAN 1.4 DB. THE CIRCUIT OF THE AMPLIFIER CONSISTS OF MICROSTRIP ELEMENTS ETCHED ON 0.787 MM. THICK 5870 DUROID. THIS IS A POLYTETRAFLUORETHYLENE SUBSTRATE WITH A RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT OF 2.33. THE DIMENSIONS OF THE AMPLIFIER ARE 40X50MM.					
16. DESCRIPTORS MICROWAVE AMPLIFIER DESIGN C-BAND			IDENTIFIERS LOW NOISE AMPLIFIERS		
17a. SECURITY CLASSIFICATION (OF REPORT) UNCLASSIFIED	17b. SECURITY CLASSIFICATION (OF PAGE) UNCLASSIFIED	17c. SECURITY CLASSIFICATION (OF ABSTRACT) UNCLASSIFIED			
18. DISTRIBUTION/AVAILABILITY STATEMENT PUBLICLY AVAILABLE		17d. SECURITY CLASSIFICATION (OF TITLES) UNCLASSIFIED			